

(19) KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE

## KOREAN PATENT ABSTRACTS

(11)Publication number: 1020030014872 A  
 (43)Date of publication of application: 20.02.2003

(21)Application number: 1020010048758  
 (22)Date of filing: 13.08.2001

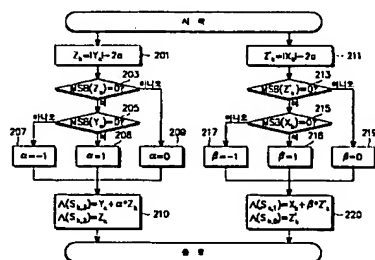
(71)Applicant: SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.  
 (72)Inventor: HA, SANG HYEOK  
 KIM, MIN GU

(51)Int. Cl H04L 27/34

(54) DEMODULATION DEVICE OF COMMUNICATION SYSTEM USING MULTI-LEVEL MODULATION AND METHOD THEREOF

(57) Abstract:

PURPOSE: A demodulation device of a communication system using multi-level modulation and a method thereof are provided, which calculate an input soft decision value of a channel decoder calculated by a dual minimum metric method, without a mapping table or a complicated calculation required to obtain a minimum distance value with a receiving signal.



CONSTITUTION: The demodulation device demodulates 16-array QAM(Quadrature Amplitude Modulation) receiving signal(Rk). A Zk is obtained by subtracting a distance(2a) between two demodulation symbols on the same axis on a mapping diagram from an amplitude of a quadrature phase component. A Zk is determined as a soft decision value as to the third code symbol of four code symbols. Then, a soft decision value as to the fourth code symbol is determined by calculating "Yk + alpha Zk" with the first variable(alpha) determined with the soft decision value as to the third code symbol and a sign of the quadrature phase component. And Z'k, which is obtained by subtracting the distance from an amplitude of an inphase component, is determined as a soft decision value as to the first code symbol. Then, a soft decision value as to the second code symbol is determined by calculating "Xk + beta Zk" with the second variable(beta) determined with the soft decision value as to the first code symbol and a sign of the inphase component.

COPYRIGHT KIPO 2003

Legal Status

# (19) 대한민국특허청(KR) (12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl. 7  
H04L 27/34

(11) 공개번호 특2003-0014872  
(43) 공개일자 2003년02월20일

(21) 출원번호 10-2001-0048758  
(22) 출원일자 2001년08월13일

(71) 출원인 삼성전자주식회사  
경기도 수원시 팔달구 매탄3동 416번지  
(72) 발명자 하상혁  
경기도수원시권선구곡반정동488주공아파트121동1003호  
김민구  
경기도수원시팔달구영통동973-3우성아파트822-406  
(74) 대리인 이견주

심사청구 : 없음

## (54) 다중레벨변조를 사용하는 통신시스템의 복조장치 및 방법

### 요약

본 발명은 16-ary QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 수신신호  $R_k$ 를 복조하기 위한 것으로, 먼저 직교위상 성분의 크기( $|Y_k|$ )에서 사상도의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리( $2a$ )를 감산한 결과인  $Z_k$ 를 4개의 부호심볼(code symbol)들 중 3번째 부호심볼에 대한 연판정값으로 결정한다. 다음으로, 상기 3번째 부호심볼에 대한 연판정값 및 상기 직교위상 성분의 부호(sign)을 가지고 결정된 제1변수  $\alpha$ 를 가지고 식 " $Y_k + \alpha Z_k$ "을 계산하여 4번째 부호심볼에 대한 연판정값을 결정한다. 그리고 동위상 성분의 크기( $|X_k|$ )에서 상기 거리( $2a$ )를 감산한 결과인  $Z'_k$ 를 1번째 부호심볼에 대한 연판정값으로 결정한다. 다음으로, 상기 1번째 부호심볼에 대한 연판정값 및 상기 동위상 성분의 부호를 가지고 결정된 제2변수  $\beta$ 를 가지고 식 " $X_k + \beta Z'_k$ "를 계산하여 2번째 부호심볼에 대한 연판정값을 결정한다.

### 대표도

도 2

색인어

16-ary QAM, SOFT DECISION VALUE, CHANNEL DECODER, SIMPLE METRIC, DUAL MINIMUM METRIC

명세서

## 도면의 간단한 설명

도 1은 16-ary QAM의 성좌(signal constellation)를 도시하는 도면.

도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 16-ary QAM을 사용하는 통신시스템에서 채널복호기로 입력되는 네 개의 연관정값을 결정하기 위한 절차를 도시하는 도면.

도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 연관정값 결정과정을 기능블럭으로 도시하는 도면.

도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 16-ary QAM을 변조방식으로 채택한 데이터 통신 시스템에서 채널복호기 입력 연관정값을 결정하여 출력하는 심볼복조기를 하드웨어로 구현한 장치를 보여주는 도면.

## 발명의 상세한 설명

### 발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 다중레벨변조(multi-level modulation)방식을 채택한 통신 시스템의 복조(demodulation)장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 16-ary QAM을 변조 방식으로 채택한 통신 시스템의 복조기(demodulator)에서 채널복호기(channel decoder)의 입력 연관정값을 계산하기 위한 장치 및 방법에 관한 것이다.

데이터 통신 시스템에서 스펙트럼 효율(spectral efficiency)을 높이기 위해 사용되는 다중레벨변조 방식의 하나인 16-ary QAM을 사용하여 채널부호기(channel encoder)에 의해 부호화된 신호를 변조한 후 송신할 때, 이를 수신기의 채널복호기(channel decoder)에서 연성결정복호(soft decision decoding) 과정을 통해 복호하기 위해서는 복조기가 동위상(in-phase)신호성분과 직교위상(quadrature phase)신호성분으로 구성되는 2차원 수신신호로부터 채널부호기(channel encoder)의 출력 비트(bit) 각각에 상응하는 연관정값(soft decision value)들을 생성해 내는 사상 알고리즘(mapping algorithm)을 가지고 있어야 한다.

이러한 사상 알고리즘에는 크게 두 가지 방식이 존재한다. 노키아(Nokia)사가 제안한 심플메트릭법(simple metric procedure)과 모토롤라(Motorola)사가 제안한 이중최소메트릭법(dual minimum metric procedure)이 바로 그것인데 두 방식 모두 각 출력 비트에 대한 LLR(log likelihood ratio)을 계산하여 이를 채널복호기의 입력 연관정값으로 사용한다.

심플메트릭법은 복잡한 LLR 계산식을 간단한 형태의 근사식으로 변형한 사상 알고리즘으로 LLR 계산은 간단하지만 근사식을 이용함으로써 초래되는 LLR 왜곡에 의한 성능열화가 단점으로 지적된다. 반면, 이중최소메트릭법은 보다 정확한 근사식을 사용하여 계산된 LLR을 채널복호기의 입력으로 사용하는 사상 알고리즘으로 심플메트릭법을 사용할 경우 발생하는 성능열화를 상당히 개선하는 장점을 가지고 있지만, 심플메트릭법에 비해 더 많은 계산량을 필요로 하며 하드웨어 구현시에도 그 복잡도에 있어서 상당한 증가가 예상되는 문제점을 안고 있다.

### 발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서 본 발명의 목적은 16-ary QAM을 변조 방식으로 사용하는 통신시스템의 복조기에서 이중최소메트릭법(dual minimum metric)에 의해 계산되는 채널복호기의 입력 연관정값을 수신신호와와의 최단거리값(minimum distance value)을 얻기 위해 요구되는 사상표(mapping table)나 복잡한 처리(processing)없이 간단하게 계산하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

상기 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 실시 예에 따른, 채널부호기의 출력인 부호심볼 시퀀스(sequence)를 4개의 비트 단위로 나누어 동위상성분( $I_k$ )과 직교위상성분( $Q_k$ )을 갖는 16개의 신호점(signal point)들중 특정 하나로 사상하는 변조방식을 사용하는 통신시스템에서, 상기 특정 하나로 사상되어 전송되는 신호를 수신하여 복조하기 위한 방법에 있어서, 상기 직교위상 성분의 크기( $|Y_k|$ )에서 사상도의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리( $2a$ )를 감산해 3번째 부호심볼에 대한 연판정값 $Z_k$ 를 결정하는 과정과, 상기  $Z_k$ 의 부호(sign bit)가 음(-)이면 제1변수  $\alpha$ 를 "0"으로 결정하고, 상기  $Z_k$ 의 부호가 0 또는 양(+)이고 상기 직교위상의 성분이 음(-)이면 상기 제1변수  $\alpha$ 를 "-1"로 결정하며, 상기  $Z_k$ 의 부호가 0 또는 양(+)이고 상기 직교위상의 성분이 0 또는 양(+)이면 상기 제1변수  $\alpha$ 를 "1"로 결정하는 과정과, 상기 직교위상 성분, 상기  $Z_k$  및 상기 제1변수  $\alpha$ 를 가지고 식 " $Y_k + \alpha Z_k$ "를 계산하여 제4번째 부호심볼에 대한 연판정값을 결정하는 과정과, 상기 동위상 성분의 크기( $|X_k|$ )에서 사상도의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리( $2a$ )를 감산해 1번째 부호심볼에 대한 연판정값 $Z'$ 를 결정하는 과정과, 상기  $Z'$ 의 부호가 음(-)이면 제2변수  $\beta$ 를 "0"으로 결정하고, 상기  $Z'$ 의 부호가 0 또는 양(+)이고 상기 동위상의 성분이 음(-)이면 상기 제2변수  $\beta$ 를 "-1"로 결정하며, 상기  $Z'$ 의 부호가 0 또는 양(+)이고 상기 동위상의 성분이 0 또는 양(+)이면 상기 제2변수  $\beta$ 를 "1"로 결정하는 과정과, 상기 동위상 성분, 상기  $Z'$  및 상기 제1변수  $\alpha$ 를 가지고 식 " $X_k + \alpha Z_k$ "를 계산하여 제2번째 부호심볼에 대한 연판정값을 결정하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 한다.

## 발명의 구성 및 작용

이하 본 발명의 바람직한 실시 예들을 첨부된 도면의 참조와 함께 상세히 설명한다. 본 발명을 설명함에 있어서, 관련된 공지기능 혹은 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단된 경우 그 상세한 설명은 생략한다.

이하 본 발명은 16-ary QAM을 변조 방식으로 채택한 데이터 통신 시스템의 복조기에서 이중최소매트릭법에 의해 계산되는 채널복조기의 입력 연판정값을 사상표(mapping table)나 복잡한 계산 없이 얻을 수 있는 방법에 대해 설명할 것이다.

2차원 수신신호로부터 다차원 연판정값들을 생성해내는 구체적인 알고리즘은 다음과 같다. 이진채널부호기(binary channel encoder)의 출력인 부호심볼 시퀀스(sequence)는  $m$ 개의 비트 단위로 나뉘진 후,  $M(=2^m)$ 개의 신호점(signal point) 가운데 해당되는 특정 신호점으로 사상되며, 이 때의 사상은 그레이 코드 방식(Gray coding rule)을 따른다. 이를 나타내면 하기 <수학식 1> 과 같다.

수학식 1

$$s_{k,m-1}s_{k,m-2}\cdots s_{k,0} \xrightarrow{f} I_k, Q_k$$

상기 <수학식 1>에서  $s_{k,i}$  ( $i=0, 1, \dots, m-1$ )는  $k$ 번째 심볼로 사상되는 이진채널부호기의 출력 시퀀스 가운데  $i+1$ 번째 부호심볼을 의미하며,  $I_k$  및  $Q_k$ 는 각각  $k$ 번째 심볼의 동위상신호성분과 직교위상신호성분을 의미한다. 16-ary QAM의 경우  $m=4$ 이며, 이에 해당하는 성좌도(signal constellation)를 도 1에 도시하고 있다. 도시된 바와 같이, 상기 성좌도는 16개의 신호점들로 구성되며, 각각의 사분면은 4개의 신호점들로 구성된다. 각각의 신호점은 4개의 부호심볼들로 표현된다. 상기 도 1은 예를 들어, 제1사분면을 4개의 영역으로 구분하여, 좌상(좌측 상위) 영역에는 심볼열 "0001"이 매핑하고, 좌하 영역에는 "0101"이 매핑하며, 우상 영역에는 "0000"이 매핑하고, 우하 영역에는 "0100"이 매핑한 것을 보여준다.

$I_k$  및  $Q_k$ 에 상응되는 수신기의 심볼복조기(symbol demodulator) 출력을 복소수(complex number) 형태로 나타내면 하기 <수학식 2> 와 같다.

수학식 2

$$\begin{aligned} R_k &\equiv X_k + jY_k \\ &= g_k(I_k + jQ_k) + (\eta_k^I + j\eta_k^Q) \end{aligned}$$

상기 < 수학식 2> 에서  $X_k$  및  $Y_k$ 는 각각 심볼복조기 출력의 동위상신호성분 및 직교위상신호성분을 의미하며,  $g_k$ 는 송신단과 전송매체(transmission media) 및 수신단의 이득(gain)을 포괄적으로 나타내는 복소계수(complex coefficient)이고,  $\eta_k^I$ 와  $\eta_k^Q$ 는 평균이 0이고 분산이  $\sigma_k^2$ 인 가우시안잡음(Gaussian noise)으로 통계적으로 서로 독립인 관계이다.

상기 시퀀스  $s_{k,i}$  ( $i=0, 1, \dots, m-1$ )와 관련된 LLR (log likelihood ratio)은 하기 < 수학식 3> 에 의해 구할 수 있으며, 이를 채널복호기(channel decoder)에 입력되는 연판정값으로 사용할 수 있다.

수학식 3

$$\Lambda(s_{k,i}) = K \log \frac{\Pr\{s_{k,i}=0 \mid X_k, Y_k\}}{\Pr\{s_{k,i}=1 \mid X_k, Y_k\}}, \quad i = 0, 1, \dots, m-1$$

상기 < 수학식 3> 에서  $K$ 는 상수이며,  $\Pr\{A|B\}$ 는 사건  $B$ 가 발생했을 때 사건  $A$ 의 발생 확률로 정의되는 조건부확률(conditional probability)이다. 그러나, 상기 < 수학식 3> 은 비선형(non-linear)이며 비교적 많은 계산량을 수반하므로, 실제 구현을 위해서는 상기 < 수학식 3> 을 근사화(approximation)할 수 있는 알고리즘이 요구된다. 상기 < 수학식 2> 에서의  $g_k=1$ 인 가우시안잡음채널의 경우, 상기 < 수학식 3> 을 이중최소매트릭법에 의해 근사화하면 하기 < 수학식 4> 와 같다.

수학식 4

$$\begin{aligned} \Lambda(s_{k,i}) &= K \log \frac{\sum_i \exp \left\{ -\frac{1}{\sigma_k^2} |R_k - z_k(s_{k,i}=0)|^2 \right\}}{\sum_i \exp \left\{ -\frac{1}{\sigma_k^2} |R_k - z_k(s_{k,i}=1)|^2 \right\}} \\ &\approx K \log \frac{\exp \left\{ -\frac{1}{\sigma_k^2} \min |R_k - z_k(s_{k,i}=0)|^2 \right\}}{\exp \left\{ -\frac{1}{\sigma_k^2} \min |R_k - z_k(s_{k,i}=1)|^2 \right\}} \\ &= K' \left[ \min |R_k - z_k(s_{k,i}=1)|^2 - \min |R_k - z_k(s_{k,i}=0)|^2 \right] \end{aligned}$$

상기 < 수학식 4> 에서  $K' = (1/\sigma_k^2)K$  이며,  $z_k(s_{k,i}=0)$ 와  $z_k(s_{k,i}=1)$ 은 각각  $s_{k,i}=0$ 일 때와  $s_{k,i}=1$ 일 때  $I_k + jQ_k$ 의 실제값을 의미한다. 상기 < 수학식 4> 를 계산하기 위해서는 2차원 수신신호  $R_k$ 에 대해  $z_k(s_{k,i}=0)$  및  $z_k(s_{k,i}=1)$ 를 찾아야 한다.

상기한 이중최소매트릭법에 의해 근사화된 상기 < 수학식 4> 는 하기 < 수학식 5> 와 같이 기술될 수 있다.

수학식 5

$$\begin{aligned}\Lambda(s_{k,j}) &= K' \left[ \min |R_k - z_k(s_{k,j} = 1)|^2 - \min |R_k - z_k(s_{k,j} = 0)|^2 \right] \\ &= K' (2n_{k,j} - 1) \left[ |R_k - z_k(s_{k,j} = n_{k,j})|^2 - \min |R_k - z_k(s_{k,j} = \bar{n}_{k,j})|^2 \right]\end{aligned}$$

상기 < 수학식 5> 에서  $n_{k,i}$  는  $R_k$  와 가장 가까운 거리에 있는 신호점에 대한 역사상 시퀀스의  $i+1$  번째 비트값을 의미하며  $\bar{n}_{k,i}$  는  $n_{k,i}$  에 대한 부정(negation)을 의미한다. 최단거리 신호점은  $R_k$  의 동위상신호성분과 직교위상신호성분의 값의 범위에 의해 결정된다. 상기 < 수학식 5> 의 괄호  $[\cdot]$  속의 첫 번째 항은 하기 < 수학식 6> 과 같이 쓸 수 있다.

수학식 6

$$|R_k - z_k(s_{k,i} = n_{k,i})|^2 = (X_k - U_k)^2 + (Y_k - V_k)^2$$

상기 < 수학식 6> 에서  $U_k$  와  $V_k$  는 각각  $\{n_{k,m-1}, \dots, n_{k,i}, \dots, n_{k,1}, n_{k,0}\}$  에 의해 사상되는 신호점의 동위상신호성분과 직교위상신호성분을 의미한다.

또한, 상기 < 수학식 5> 의 괄호  $[\cdot]$  속의 두 번째 항은 하기 < 수학식 7> 과 같이 쓸 수 있다.

수학식 7

$$\min |R_k - z_k(s_{k,i} = \bar{n}_{k,i})|^2 = (X_k - U_{k,i})^2 + (Y_k - V_{k,i})^2$$

상기 < 수학식 7> 에서  $U_{k,i}$  와  $V_{k,i}$  는 각각  $z_k$  를 최소화하는  $z_k$  의 역사상 시퀀스  $\{m_{k,m-1}, \dots, m_{k,i} (= \bar{n}_{k,i}), \dots, m_{k,1}, m_{k,0}\}$  에 의해 사상되는 신호점의 동위상신호성분과 직교위상신호성분을 의미한다. 상기 < 수학식 6> 과 상기 < 수학식 7> 에 의해 상기 < 수학식 5> 는 하기 < 수학식 8> 과 같이 정리된다.

수학식 8

$$\begin{aligned}\Lambda(s_{k,j}) &= K' (2n_{k,j} - 1) \left[ \{(X_k - U_k)^2 + (Y_k - V_k)^2\} - \{(X_k - U_{k,j})^2 + (Y_k - V_{k,j})^2\} \right] \\ &= K' (2n_{k,j} - 1) \left[ (U_k + U_{k,j} - 2X_k)(U_k - U_{k,j}) + (V_k + V_{k,j} - 2Y_k)(V_k - V_{k,j}) \right]\end{aligned}$$

상기 < 수학식 8 > 에 의해 16-ary QAM을 변조 방식으로 채택한 데이터 통신 시스템의 복조기를 위한 채널복호기 입력 연판정값을 구하는 과정은 다음과 같다. 먼저 16-ary QAM 수신신호  $R_k$ 의 두 신호성분  $X_k, Y_k$ 로부터  $\{n_{k,3}, n_{k,2}, n_{k,1}, n_{k,0}\}$  및  $U_k, V_k$ 를 구하기 위해 < 표 1 > 과 < 표 2 > 를 이용한다. < 표 1 > 에는 도 1에 나타난 가로축에 평행한 4개의 영역에 대해 수신신호  $R_k$ 의 직교위상 신호성분  $Y_k$ 가 각 영역에 나타날 경우에 대한  $(n_{k,3}, n_{k,2})$  및  $V_k$ 가 나타나 있으며, 편의상 3개의 경계값 즉,  $Y_k = -2a, Y_k = 0, Y_k = 2a$ 에서의 결과값들은 생략되어 있다. < 표 2 > 에는 도 1에 나타난 세로축에 평행한 4개의 영역에 대해 수신신호  $R_k$ 의 동위상 신호성분  $X_k$ 가 각 영역에 나타날 경우에 대한  $(n_{k,1}, n_{k,0})$  및  $U_k$ 가 나타나 있으며, 편의상 3개의 경계값 즉,  $X_k = -2a, X_k = 0, X_k = 2a$ 에서의 결과값들은 생략되어 있다.

[표 1]

$Y_k$ 의 조건	$(n_{k,3}, n_{k,2})$	$V_k$
$Y_k > 2a$	(0,0)	3a
$0 < Y_k < 2a$	(0,1)	a
$-2a < Y_k < 0$	(1,1)	-a
$Y_k < -2a$	(1,0)	-3a

[표 2]

$X_k$ 의 조건	$(n_{k,1}, n_{k,0})$	$U_k$
$X_k > 2a$	(0,0)	3a
$0 < X_k < 2a$	(0,1)	a
$-2a < X_k < 0$	(1,1)	-a
$X_k < -2a$	(1,0)	-3a

< 표 3 > 에는 각  $i(i \in \{0, 1, 2, 3\})$ 에 대해 를 최소화하는 시퀀스  $\{m_{k,3}, m_{k,2}, m_{k,1}, m_{k,0}\}$ 를 찾은 후 이를  $\{n_{k,3}, n_{k,2}, n_{k,1}, n_{k,0}\}$ 의 함수로 나타낸 결과와, 이에 해당하는  $z_k$ 의 동위상 및 직교위상신호성분인  $U_{k,i}, V_{k,i}$ 를 보여 준다.

[표 3]

$i$	$\{m_{k,3}, m_{k,2}, m_{k,1}, m_{k,0}\}$	$V_{k,i}$	$U_{k,i}$
3	$\{m_{k,3}, 1, n_{k,1}, n_{k,0}\}$	$V_{k,3}$	$U_k$
2	$\{n_{k,3}, k, 2n_{k,1}, n_{k,0}\}$	$V_{k,2}$	$U_k$
1	$\{n_{k,3}, n_{k,2}, k, 2n_{k,1}\}$	$V_k$	$U_{k,1}$
0	$\{n_{k,3}, n_{k,2}, n_{k,1}, k, 0\}$	$V_k$	$U_{k,0}$

< 표 4 > 와 < 표 5 > 에는  $(n_{k,3}, n_{k,2})$ 와  $(n_{k,1}, n_{k,0})$ 의 모든 조합에 대해 각각 < 표 3 > 에서 찾은  $(m_{k,3}, m_{k,2})$ 와  $(m_{k,1}, m_{k,0})$ 에 해당하는  $V_{k,i}$ 와  $U_{k,i}$ 의 값을 보이고 있다.

[표 4]

$(n_{k,3}, n_{k,2})$	$V_{k,3}$	$V_{k,2}$
(0,0)	-a	a
(0,1)	-a	3a
(1,1)	a	-3a
(1,0)	a	-a

[표 5]

$(n_{k,1}, n_{k,0})$	$U_{k,1}$	$U_{k,0}$
(0,0)	-a	a
(0,1)	-a	3a
(1,1)	a	-3a
(1,0)	a	-a

< 표 6> 과 < 표 7> 에는 각각 < 표 4> 와 < 표 5> 에서 얻어진  $V_{k,i}$  와  $U_{k,i}$  를 상기 < 수식 8> 에 대입하여 얻어진 채널복호기의 입력 연판정값을  $K' \times 4a$ 의 비율만큼 비례축소(scaling)한 결과를 보이고 있다. 결국, 수신신호  $R_k$ 를 받으면, < 표 6> 과 < 표 7> 에 의해 해당 조건에 부합하는 LLR을 입력 연판정값으로 출력할 수 있다. 만약, 시스템에서 사용하는 채널복호기가 Max LogMAP 복호기가 아닌 경우에는, < 표 6> 과 < 표 7> 의 LLR을 비례축소비율의 역으로 다시 비례확대하는 과정이 추가되어야 한다.

[표 6]

$Y_k$ 의 조건	$\Lambda(s_{k,3})$	$\Lambda(s_{k,2})$
$Y_k > 2a$	$2Y_k - 2a$	$Y_k - 2a$
$0 < Y_k < 2a$	$Y_k$	$Y_k - 2a$
$-2a < Y_k < 0$	$Y_k$	$-Y_k - 2a$
$Y_k < -2a$	$2Y_k + 2a$	$-Y_k - 2a$

[표 7]

$X_k$ 의 조건	$\Lambda(s_{k,1})$	$\Lambda(s_{k,0})$
$X_k > 2a$	$2X_k - 2a$	$X_k - 2a$
$0 < X_k < 2a$	$X_k$	$X_k - 2a$
$-2a < X_k < 0$	$X_k$	$-X_k - 2a$
$X_k < -2a$	$2X_k + 2a$	$-X_k - 2a$

그러나, < 표 6> 이나 < 표 7> 과 같은 사상표를 이용하여 채널복호기 입력 연판정값을 출력하는 경우에는 복조기에서 수신신호의 조건을 판단하는 연산을 수행하여야 하며, 해당 조건에 따른 출력 내용을 저장해 놓을 기억장치가 요구되는 단점이 있다. 이러한 단점은 채널복호기 입력 연판정값을 사상표가 아닌 보다 간단한 조건 판단 연산을 가지는 수학적 식으로 대체함으로써 극복될 수 있다.

이를 위해 < 표 6> 과 < 표 7> 에 나타난 조건 판단식을 다른 방법으로 표현하면 각각 아래의 < 표 8> , < 표 9> 와 같다. < 표 8> 에서  $Z_k = |Y_k| - 2a$ 이고, < 표 9> 에서  $Z'_k = |X_k| - 2a$ 이며, < 표 8> , < 표 9> 에는 < 표 6> 과 < 표 7> 에서 편의상 생략된 각 3개씩의 경계값에서의 연판정값들도 고려되어 있다.



[표 8]

$Y_k$ 의 조건	$Z_k$ 의 조건	$\Lambda(s_{k,3})$	$\Lambda(s_{k,2})$
$Y_k \geq 0$	$Z_k \geq 0$	$Y_k + (Y_k - 2a)$	$Y_k - 2a$
	$Z_k < 0$	$Y_k$	$Y_k - 2a$
$Y_k < 0$	$Z_k \geq 0$	$Y_k - (-Y_k - 2a)$	$-Y_k - 2a$
	$Z_k < 0$	$Y_k$	$-Y_k - 2a$

[표 9]

$X_k$ 의 조건	$Z_k$ 의 조건	$\Lambda(s_{k,1})$	$\Lambda(s_{k,0})$
$X_k \geq 0$	$Z_k \geq 0$	$X_k + (X_k - 2a)$	$X_k - 2a$
	$Z_k < 0$	$X_k$	$X_k - 2a$
$X_k < 0$	$Z_k \geq 0$	$X_k - (-X_k - 2a)$	$-X_k - 2a$
	$Z_k < 0$	$X_k$	$-X_k - 2a$

하드웨어 구현시  $X_k, Y_k, Z_k, Z_k$ 의 부호를 각각 그 부호비트(sign bit)에 의해 표현 가능하다는 전제 하에 < 표 8> 과 < 표 9> 를 좀더 단순화하면 각각 < 표 10> 과 < 표 11> 을 얻을 수 있다. < 표 10> 과 < 표 11> 에서 MSB(·)는 ·의 최상위비트(most significant bit)를 의미한다.

[표 10]

MSB( $Y_k$ )	MSB( $Z_k$ )	$\Lambda(s_{k,3})$	$\Lambda(s_{k,2})$
0	0	$Y_k + Z_k$	$Z_k$
	1	$Y_k$	$Z_k$
1	0	$Y_k - Z_k$	$Z_k$
	1	$Y_k$	$Z_k$

[표 11]

MSB( $X_k$ )	MSB( $Z_k$ )	$\Lambda(s_{k,1})$	$\Lambda(s_{k,0})$
0	0	$X_k + Z_k$	$Z_k$
	1	$X_k$	$Z_k$
1	0	$X_k - Z_k$	$Z_k$
	1	$X_k$	$Z_k$

< 표 10> 로부터  $i=3$ 과  $i=2$ 에서의 연판정값 즉,  $\Lambda(s_{k,3}), \Lambda(s_{k,2})$ 를 각각 수학식으로 표현해 보면 하기 < 수학식 9> 와 같다.

수학식 9

$$\Lambda(s_{k,3}) = Y_k + \alpha \cdot Z_k \quad \text{where } \alpha = \begin{cases} 0 & \text{if } MSB(Z_k)=1 \\ -1 & \text{if } MSB(Z_k)=0 \text{ and } MSB(Y_k)=1 \\ 1 & \text{if } MSB(Z_k)=0 \text{ and } MSB(Y_k)=0 \end{cases}$$

$$\Lambda(s_{k,2}) = Z_k$$

< 표 11>로부터 i=1과 i=0에서의 연판정값 즉,  $\Lambda(s_{k,1})$ ,  $\Lambda(s_{k,0})$ 을 각각 수학식으로 표현해 보면 하기 수학식 10과 같다.

수학식 10

$$\Lambda(s_{k,1}) = X_k + \beta \cdot Z'_k \quad \text{where } \beta = \begin{cases} 0 & \text{if } MSB(Z'_k)=1 \\ -1 & \text{if } MSB(Z'_k)=0 \text{ and } MSB(X_k)=1 \\ 1 & \text{if } MSB(Z'_k)=0 \text{ and } MSB(X_k)=0 \end{cases}$$

$$\Lambda(s_{k,0}) = Z'_k$$

결국 16-ary QAM을 변조방식으로 채택한 데이터 통신 시스템에서, 수신신호 한 개에 대한 복조기의 출력이자, 채널 복조기의 입력인 네 개의 연판정값을 상기한 < 수학식 4>의 이중최소매트릭법을 사용하여 실제로 계산해 내는 것은 < 수학식 9> ~ < 수학식 10>의 간단한 조건부 수학식을 통해 가능하다. 이 과정을 도 2에 순서도로 나타내었다.

도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 16-ary QAM 변조방식을 사용하는 통신시스템에서 채널복조기로 입력되는 네 개의 연판정값을 결정하기 위한 절차를 도시하고 있다. 상기 도 2에 보여진 이중최소매트릭법에 의한 연판정값 계산 과정은 크게 두 개의 과정으로 구분하여 생각할 수 있다. 첫 번째 과정은 직교위상 신호와 a 값을 해석하여 a를 결정하고, 동 위상 신호와 a 값을 해석하여 β를 결정하는 단계이며, 두 번째 과정은 수신신호와 첫 번째 단계에서 얻어진 α, β 값을 가지고 정해진 식에 의해 연판정값을 출력하는 단계이다. 후술되는 동작은 예를 들어 수신기의 심볼복조기(symbol demodulator)에서 수행될 수 있다.

상기 도 2를 참조하면, 먼저, 상기 심볼복조기는 201단계에서 2차원 수신신호( $R_k$ )의 직교위상신호성분( $Y_k$ ) 및 사상의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리( $2a$ )를 가지고 식 " $Z_k = |Y_k| \cdot 2a$ "을 계산한다. 여기서, 상기  $Z_k$ ,  $Y_k$  및  $a$ 는 실수이다. 그리고, 203단계에서 상기 식에 의해 계산된 결과값이 0 이상의 값을 가지는지를 검사한다. 예를 들어, 상기  $Z_k$ ,  $Y_k$  및  $a$ 는 부호비트(sign bit)를 포함하는 디지털값으로 표현된다. 따라서, 상기 203단계에서 상기 결과값의 최상위비트(또는 부호비트)를 검사하여 "0" 인지를 검사한다. 만일, 상기 결과값의 최상위비트가 "0"인 경우 205단계로 진행하고, 그렇지 않은 경우 209단계로 진행하여 변수 α를 "0"으로 설정한다. 그리고, 상기 205단계에서 상기 직교위상성분( $Y_k$ )의 값이 0 이상의 값을 가지는지를 검사한다. 즉, 상기  $Y_k$ 의 최상위비트가 "0"인지를 검사한다. 만일, 상기  $Y_k$ 의 최상위비트가 "0"인 경우 208단계로 진행하여 상기 변수 α를 "1"로 설정하고, 그렇지 않은 경우 207단계로 진행하여 상기 변수 α를 "-1"로 설정한다. 이후, 상기 심볼복조기는 210단계에서 상기 수신신호( $R_k$ )로부터 네 번째 부호심볼( $S_{k,3}$ )에 대한 연판정값을 식 " $\Lambda(s_{k,3}) = Y_k + \alpha \cdot Z_k$ "를 이용해 계산하고, 세 번째 부호심볼( $S_{k,2}$ )에 대한 연판정값을  $Z_k$ 로 계산한다. 이상은, 직교위상성분을 가지고 네 번째 및 세 번째 부호심볼에 대한 연판정값을 계산하는 절차를 설명하고 있다. 이하 동위상성분을 가지고 두 번째 및 첫 번째 부호심볼에 대한 연판정값을 계산하는 절차를 살펴보면 다음과 같다.

먼저, 심볼복조기는 211단계에서 2차원 수신신호( $R_k$ )의 동위상신호성분( $X_k$ ) 및 사상도의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리( $2a$ )를 가지고 식 " $Z_k = \frac{Y_k}{X_k - 2a}$ " 을 계산한다. 여기서, 상기  $Z_k$ ,  $X_k$  및  $a$  는 실수이다. 그리고, 213단계에서 상기 식에 의해 계산된 결과값이 0 이상의 값을 가지는지를 검사한다. 즉, 상기 결과값의 최상위비트(또는 부호비트)가 "0" 인지를 검사한다. 만일, 상기 결과값의 최상위비트가 "0" 인 경우 215단계로 진행하고, 그렇지 않은 경우 219단계로 진행하여 변수  $\beta$  를 "0" 으로 설정한다. 그리고, 상기 215단계에서 상기 동위상성분( $X_k$ )의 값이 0 이상의 값을 가지는지를 검사한다. 즉, 상기  $X_k$ 의 최상위비트가 "0" 인지를 검사한다. 만일, 상기  $X_k$ 의 최상위비트가 "0" 인 경우 218단계로 진행하여 상기 변수  $\beta$  를 "1" 로 설정하고, 그렇지 않은 경우 217단계로 진행하여 상기 변수  $\beta$  를 "-1" 로 설정한다. 이후, 상기 심볼복조기는 220단계에서 상기 수신신호( $R_k$ )로부터 두번째 부호심볼( $S_{k,1}$ )에 대한 연판정값을 식 " $Z'_k = \frac{Y_k}{X_k - 2a}$ " 를 이용해 계산하고, 첫 번째 부호심볼( $S_{k,0}$ )에 대한 연판정값을  $Z'_k$ 로 계산한다. 상기 네 번째, 세 번째 부호심볼에 대한 연판정값을 결정하는 절차와 상기 두 번째, 첫 번째 부호심볼에 대한 연판정값을 결정하는 절차는 순차로 수행될 수도 있고, 동시에 수행될 수 있다. 이렇게 결정되어진 연판정값들은 채널복조기로 제공된다.

도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 상기 연판정값 결정과정을 기능블럭으로 도시하는 도면이다. 상기 도 3을 참조하면, 직교위상신호해석기(301)는 수신신호( $R_k$ )의 직교위상성분( $Y_k$ ) 및 사상도의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리( $2a$ )를 가지고 소정 규칙에 의해 변수  $\alpha$  값을 계산하여 출력한다. 상술한 바와 같이,  $Z_k (= \frac{Y_k}{X_k - 2a})$ 의 부호와 상기 직교위상성분( $Y_k$ )의 부호에 근거하여 상기 변수  $\alpha$  값을 결정하여 출력한다. 제1연판정값 출력기(302)는 상기 직교위상신호해석기(301)로부터의 변수  $\alpha$  값, 상기 직교위상성분( $Y_k$ ) 및 상기 거리( $2a$ ) 값을 가지고 소정 상기 < 수학식 9 > 을 수행하여 네 번째 및 세 번째 부호심볼에 대한 연판정값을 결정하여 출력한다.

동위상신호해석기(303)는 수신신호( $R_k$ )의 동위상성분( $X_k$ ) 및 사상도의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리( $2a$ )를 가지고 소정 규칙에 의해 변수  $\beta$  값을 계산하여 출력한다. 상술한 바와 같이,  $Z_k (= \frac{Y_k}{X_k - 2a})$ 의 부호와 상기 동위상성분( $Y_k$ )의 부호에 근거하여 상기 변수  $\beta$  값을 결정하여 출력한다. 제2연판정값 출력기(304)는 상기 동위상신호해석기(303)로부터의 변수  $\beta$  값, 상기 동위상성분( $X_k$ ) 및 상기 거리( $2a$ ) 값을 가지고 상기 < 수학식 10 > 을 수행하여 두 번째 및 첫 번째 부호심볼에 대한 연판정값을 결정하여 출력한다.

도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 16-ary QAM을 변조방식으로 채택한 데이터 통신 시스템에서 채널복조기 입력 연판정값을 결정하여 출력하는 심볼복조기를 상기 < 수학식 9 > ~ < 수학식 10 > 에 근거하여 하드웨어로 구현한 장치를 보여준다. 이하 설명되는 수신신호( $R_k$ ), 동위상성분( $X_k$ ), 직교위상성분( $Y_k$ ), 변수  $Z_k$ , 변수  $Z'_k$ , 변수  $\alpha$ , 변수  $\beta$  및  $a$ 는 실수값이며, 부호비트를 포함하는 디지털값이다.

상기 도 4를 참조하면, 제1계산기(401)는 입력되는 수신신호( $R_k$ )의 직교위상성분( $Y_k$ )과 사상도의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리( $2a$ )를 가지고 식 " $Z_k = \frac{Y_k}{X_k - 2a}$ " 를 계산하여 상기  $Z_k$  값을 출력한다. 곱셈기(402)는 상기 제1계산기(401)로부터의 상기  $Z_k$  값과 "-1" 을 곱해 상기  $Z_k$ 의 부호를 반전시켜 출력한다. 제1 최상위비트추출기(403)는 상기 직교위상성분( $Y_k$ )의 최상위비트를 추출하여 제1선택기(405)의 선택신호로 출력한다. 제2 최상위비트추출기(404)는 상기 제1계산기(401)로부터의 상기  $Z_k$ 의 최상위비트를 추출하여 제2선택기(406)의 선택신호로 출력한다. 상기 제1선택기(405)는 상기 제1계산기(401)로부터의 상기  $Z_k$ 와 상기 제1곱셈기(402)로부터의 상기 " $-Z_k$ " 를 입력하며, 상기 제1 최상위비트추출기(403)으로부터의 선택신호에 의해 상기 입력들중 하나를 선택하여 출력한다. 제2선택기(406)는 상기 제1선택기(405)의 출력과 "0" 을 입력하며, 상기 제2 최상위비트추출기(404)로부터의 선택신호에 의해 상기 입력들중 하나를 선택하여 출력한다. 제1가산기(407)는 상기 제2선택기(406)의 출력과 상기 직교위상성분( $Y_k$ )을 가산하여 네 번째 부호심볼에 대한 연판정값으로 출력한다. 한편, 상기 제1계산기(401)에서 계산된 상기  $Z_k$  값을 세 번째 부호심볼에 대한 연판정값으로 결정하여 출력한다.

제2계산기(411)은 입력되는 수신신호( $R_k$ )의 동위상성분( $X_k$ )과 사상도의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리( $2a$ )를 가지고 식 " $Z'_k = |X_k| \cdot 2a$ " 를 계산하여 상기  $Z'_k$  값을 출력한다. 곱셈기(412)는 상기 제2계산기(411)로부터의 상기  $Z'_k$  값과 "-1" 을 곱해 상기  $Z'_k$ 의 부호를 반전시켜 출력한다. 제3최상위비트추출기(413)는 상기 동위상성분( $X_k$ )의 최상위비트를 추출하여 제3선택기(415)의 선택신호로 출력한다. 제4최상위비트추출기(414)는 상기 제2계산기(411)로부터의 상기  $Z'_k$ 의 최상위비트를 추출하여 제4선택기(416)의 선택신호로 출력한다. 상기 제3선택기(415)는 상기 제2계산기(411)로부터의 상기  $Z'_k$ 와 상기 제2곱셈기(412)로부터의 상기 "- $Z'_k$ " 를 입력하며, 상기 제3최상위비트추출기(413)로부터의 선택신호에 의해 상기 입력들중 하나를 선택하여 출력한다. 제4선택기(416)은 상기 제3선택기(415)의 출력과 "0" 을 입력하며, 상기 제4최상위비트추출기(414)로부터의 선택신호에 의해 상기 입력들중 하나를 선택하여 출력한다. 제2가산기(417)는 상기 제4선택기(416)의 출력과 상기 동위상성분( $X_k$ )을 가산하여 두번째 부호심볼에 대한 연판정값으로 출력한다. 한편, 상기 제2계산기(411)에서 계산된 상기  $Z'_k$  값을 첫 번째 부호심볼에 대한 연판정값으로 결정하여 출력한다.

종래의 연판정값결정과 본 발명의 연판정값결정의 성능을 비교해보면 다음과 같다.

이중최소매트릭법을 사용한 연판정값 계산기를 < 수학식 4> 에 의해 그대로 구현할 경우, 즉 종래의 연판정값결정방식은 수십 회의 제곱연산과 비교연산이 예상되는 반면, 본 발명에 따른 도 4의 장치는 4개의 가산기, 2개의 곱셈기, 그리고 4개의 멀티플렉서만으로 구성되어 있어, 복조기의 동작 시간을 줄이고 그 복잡도를 현저히 감소시키는 장점을 가진다. 아래 < 표 12> 에  $i \in \{0, 1, 2, 3\}$ 인 경우, 상기 수학식 4와 상기 < 수학식 9> ~ 상기 < 수학식 10> 에 각각 사용되는 연산의 종류와 그 사용 회수를 비교하였다.

[표 12]

$i \in \{0, 1, 2, 3\}$ 인 경우의 < 수학식 4>	< 수학식 9> ~ < 수학식 10>
가산기 $3 \times 16 + 4 = 52$ 개 곱셈기 $2 \times 16 = 32$ 개 비교기 $7 \times 2 \times 4 = 56$ 개	가산기 4 개 곱셈기 2 개 멀티플렉서 4 개

상술한 바와 같이, 본 발명은 일반적으로 알려진 이중최소매트릭법의 알고리즘인 < 수학식 4> 를 16-ary QAM 에 적용하여 실제로 구현할 경우에 발생하는 시간지연 및 복잡도를 줄이고자 < 수학식 5> ~ < 수학식 8> 및, 그리고 < 표 1> ~ < 표 5> 의 과정을 통해 < 표 6> ~ < 표 11> 을 도출하고, 이를 16-ary QAM에서의 이중최소매트릭법 적용시 새로운 구현식인 < 수학식 9> ~ < 수학식 10> 으로 정리하였다. 또한, < 수학식 9> ~ < 수학식 10> 를 하드웨어로 구현하는 장치를 제안하고 있다.

본 발명의 상세한 설명에서는 도 1에서 보여진 16-ary QAM의 성좌도에 대한 연판정값 계산 방법 및 장치에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서의 여러 성좌도에 대해서도 상술한 연판정값 계산 방법 및 장치의 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로, 본 발명의 범위는 제시된 성좌도에 대한 실시예에 국한되어 정해져서는 아니 되며 후술하는 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

#### 발명의 효과

상술한 바와 같이 본 발명은 데이터 통신 시스템의 16-ary QAM 복조기에서 채널복조기의 입력으로 요구되는 연판정값(soft decision value)을 이중최소매트릭법을 사용하여 도출할 때 기존의 계산식을 사용하는 것과 동일한 결과를 내면서 훨씬 간단하고 신속한 계산을 가능케 하는 방법을 제시하고 있으며, 이를 하드웨어로 구현한 연판정값 계산기 장치는 복조기의 동작 시간을 줄이고 및 그 복잡도를 현저히 감소시킬 수 있다.

#### (57) 청구의 범위

청구항 1.

직교위상성분  $Y_k$ 와 동위상성분  $X_k$ 로 구성되는 16-ary QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 수신신호  $R_k$ 를 복조하는 방법하는 방법에 있어서,

조건 판단 연산이 포함된 사상표(mapping table)를 이용하여 4개의 부호심볼에 대한 각각의 연판정값을 결정하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 2.

제1항에 있어서,

상기 연판정값 중 4번째와 3번째 부호심볼에 대한 연판정값은 하기의 < 표 13>에 의하여 결정됨을 특징으로 하는 상기 방법.

[표 13]

$Y_k$ 의 조건	$\Lambda(s_{k,3})$	$\Lambda(s_{k,2})$
$Y_k > 2a$	$2Y_k - 2a$	$Y_k - 2a$
$0 < Y_k < 2a$	$Y_k$	$Y_k - 2a$
$-2a < Y_k < 0$	$Y_k$	$-Y_k - 2a$
$Y_k < -2a$	$2Y_k + 2a$	$-Y_k - 2a$

여기서, 상기 " $\Lambda(s_{k,3})$ "은 상기 4번째 부호심볼에 대한 연판정값이고, 상기 " $\Lambda(s_{k,2})$ "는 상기 3번째 부호심볼에 대한 연판정값이며, 상기 " $2a$ "는 사상도의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리를 나타냄.

청구항 3.

제1항에 있어서,

상기 연판정값 중 2번째와 1번째 부호심볼에 대한 연판정값은 하기의 < 표 14>에 의하여 결정됨을 특징으로 하는 상기 방법.

[표 14]

$X_k$ 의 조건	$\Lambda(s_{k,1})$	$\Lambda(s_{k,0})$
$X_k > 2a$	$2X_k - 2a$	$X_k - 2a$
$0 < X_k < 2a$	$X_k$	$X_k - 2a$
$-2a < X_k < 0$	$X_k$	$-X_k - 2a$
$X_k < -2a$	$2X_k + 2a$	$-X_k - 2a$

여기서, 상기 " $\Lambda(s_{k,1})$ "은 상기 2번째 부호심볼에 대한 연판정값이고, 상기 " $\Lambda(s_{k,0})$ "는 상기 1번째 부호심볼에 대한 연판정값이며, 상기 " $2a$ "는 사상도의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리를 나타냄.

청구항 4.

직교위상성분  $Y_k$ 와 동위상성분  $X_k$ 로 구성되는 16-ary QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 수신신호  $R_k$ 를 복조하는 방법에 있어서,

직교위상성분  $Y_k$ 를 이용하여 4번째 및 3번째 부호심볼에 대한 연판정값을 하기 < 수학식 11>에 의해 결정하는 제1 연판정값 결정과정과,

동위상성분  $X_k$ 를 이용하여 2번째 및 1번째 부호심볼에 대한 연판정값을 하기 < 수학식 12>에 의해 결정하는 제2연판정값 결정과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

수학식 11

$$Z_k = |Y_k| - 2a$$

$$\Lambda(s_{k,3}) = Y_k + \alpha \cdot Z_k \quad \text{where } \alpha = \begin{cases} 0 & \text{if } MSB(Z_k) = 1 \\ -1 & \text{if } MSB(Z_k) = 0 \text{ and } MSB(Y_k) = 1 \\ 1 & \text{if } MSB(Z_k) = 0 \text{ and } MSB(Y_k) = 0 \end{cases}$$

$$\Lambda(s_{k,2}) = Z_k$$

여기서, 상기 " $\Lambda(s_{k,3})$ "은 상기 4번째 부호심볼에 대한 연판정값이고, 상기 " $\Lambda(s_{k,2})$ "는 상기 3번째 부호심볼에 대한 연판정값이며, 상기 " $2a$ "는 사상도의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리를 나타내며  $MSB(\cdot)$ 는  $\cdot$ 의 최상위 비트(most significant bit)를 의미함.

수학식 12

$$Z'_k = |X_k| - 2a$$

$$\Lambda(s_{k,1}) = X_k + \beta \cdot Z'_k \quad \text{where } \beta = \begin{cases} 0 & \text{if } MSB(Z'_k) = 1 \\ -1 & \text{if } MSB(Z'_k) = 0 \text{ and } MSB(X_k) = 1 \\ 1 & \text{if } MSB(Z'_k) = 0 \text{ and } MSB(X_k) = 0 \end{cases}$$

$$\Lambda(s_{k,0}) = Z'_k$$

여기서, 상기 " $\Lambda(s_{k,1})$ "은 상기 2번째 부호심볼에 대한 연판정값이고, 상기 " $\Lambda(s_{k,0})$ "은 상기 1번째 부호심볼에 대한 연판정값이며, 상기 " $2a$ "는 사상도의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리를 나타내며  $MSB(\cdot)$ 는  $\cdot$ 의 최상위 비트(most significant bit)를 의미함.

청구항 5.

제4항에 있어서, 제1연판정값 결정은,

상기 직교위상성분의 크기( $|Y_k|$ )에서 사상도의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리( $2a$ )를 감산해 3번째 부호심볼에 대한 연판정값을 결정하는 과정과,

상기 3번째 부호심볼에 대한 연판정값 및 상기 직교위상성분의 부호비트를 이용하여 결정된 제1변수  $a$ 를 가지고 식 " $Y_k + a \cdot Z_k$ "을 계산하여 4번째 부호심볼에 대한 연판정값을 결정하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 6.

제5항에 있어서, 상기 제1변수  $\alpha$ 의 결정은,

상기 3번째 부호심볼에 대한 연판정값  $Z_k$ 의 최상위비트가 "1"이면 상기 변수  $\alpha$ 를 "0"으로 결정하고, 상기  $Z_k$ 의 최상위비트가 "0"이고 상기 직교위상성분의 최상위비트가 "1"이면 상기 변수  $\alpha$ 를 "-1"로 결정하며, 상기  $Z_k$ 의 최상위비트가 "0"이고 상기 직교위상성분의 최상위비트가 "0"이면 상기 변수  $\alpha$ 를 "1"로 결정하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 7.

제4항에 있어서, 제2연판정값 결정은,

상기 동위상성분의 크기( $|X_k|$ )에서 사상도의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리( $2a$ )를 감산해 1번째 부호심볼에 대한 연판정값을 결정하는 과정과,

상기 1번째 부호심볼에 대한 연판정값 및 상기 동위상성분의 부호비트를 이용하여 결정된 제2변수  $\beta$ 를 가지고 식 " $X_k + \beta Z_k$ "를 계산하여 2번째 부호심볼에 대한 연판정값을 결정하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 8.

제7항에 있어서, 상기 제2변수  $\beta$ 의 결정은,

상기 1번째 부호심볼에 대한 연판정값  $Z'$ 의 최상위비트가 "1"이면 상기 변수  $\beta$ 를 "0"으로 결정하고, 상기  $Z'$ 의 최상위비트가 "0"이고 상기 동위상성분의 최상위비트가 "1"이면 상기 변수  $\beta$ 를 "-1"로 결정하며, 상기  $Z'$ 의 최상위비트가 "0"이고 상기 동위상성분의 최상위비트가 "0"이면 상기 변수  $\beta$ 를 "1"로 결정하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 9.

직교위상성분  $Y_k$ 와 동위상성분  $X_k$ 로 구성되는 16-ary QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 수신신호  $R_k$ 를 복조하는 장치에 있어서,

직교위상성분  $Y_k$ 를 이용하여 4번째 및 3번째 부호심볼에 대한 연판정값을 결정하는 제1연판정값 결정부와,

동위상성분  $X_k$ 를 이용하여 2번째 및 1번째 부호심볼에 대한 연판정값을 결정하는 제2연판정값 결정부를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 10.

제9항에 있어서, 상기 제1연판정값 결정부는,

상기 직교위상성분  $Y_k$ 와 상기 사상도의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리  $2a$ 를 가지고 식 " $Z_4 = |Y_k| - 2a$ "를 계산하여 이를 상기 3번째 부호심볼에 대한 연판정값으로 출력하는 제1계산기와,

상기 제1계산기로부터의 상기  $Z_k$  및 상기  $Z_k$ 의 반전신호를 입력하며, 상기 직교위상 성분  $Y_k$ 의 부호비트(sign bit)에 따라 상기 입력들 중 하나를 선택하여 출력하는 제1선택기와,

상기 제1선택기의 출력과 "0"을 입력하며, 상기  $Z_k$ 의 부호에 따라 상기 입력들 중 하나를 선택하여 출력하는 제2선택기와,

상기 제2선택기의 출력과 상기 직교위상 성분  $Y_k$ 를 가산하여 상기 4번째 부호심볼에 대한 연판정값을 출력하는 제1가산기를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 11.

제9항에 있어서, 상기 제2연판정값 결정부는,

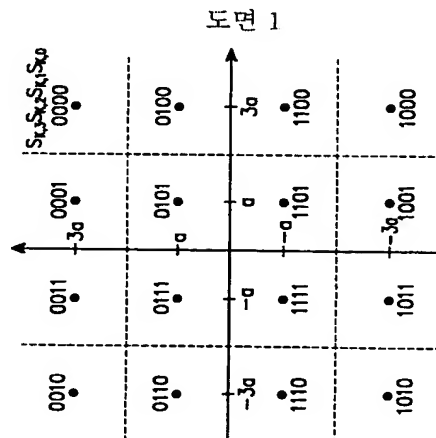
상기 동위상 성분  $X_k$ 와 상기 사상도의 동일 축상에서 두 복조심볼간의 거리  $2a$ 를 가지고 식 " $Z'_k = |X_k| \cdot 2a$ "를 계산하여 이를 상기 1번째 부호심볼에 대한 연판정값으로 출력하는 제2계산기와,

상기 제2계산기로부터의 상기  $Z'_k$  및 상기  $Z'_k$ 의 반전신호를 입력하며, 상기 동위상 성분  $X_k$ 의 부호비트(sign bit)에 따라 상기 입력들 중 하나를 선택하여 출력하는 제3선택기와,

상기 제3선택기의 출력과 "0"을 입력하며, 상기  $Z'_k$ 의 부호에 따라 상기 입력들 중 하나를 선택하여 출력하는 제4선택기와,

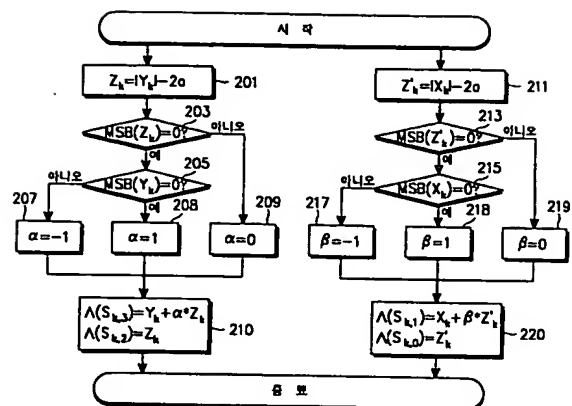
상기 제4선택기의 출력과 상기 동위상 성분  $X_k$ 를 가산하여 상기 2번째 부호심볼에 대한 연판정값을 출력하는 제2가산기를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

도면

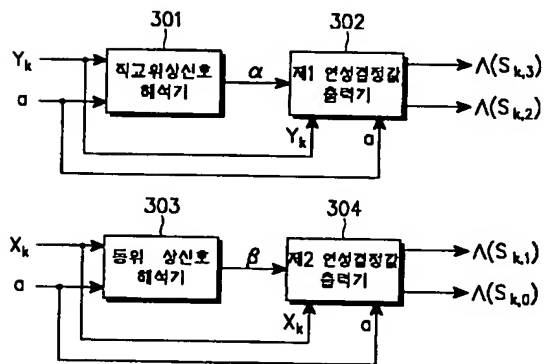




도면 2



도면 3



도면 4

